

日 本 国 特 許 庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 4月 3日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-100443

出 願 人

Applicant(s):

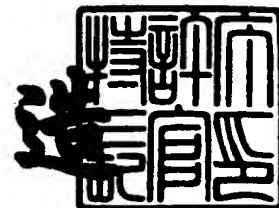
日本ビクター株式会社

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2001年 3月 2日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3012870

【書類名】 特許願

【整理番号】 412000103

【提出日】 平成12年 4月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/20  
H03H 17/08  
H04L 27/36

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

【氏名】 金子 敬一

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

【氏名】 松井 一成

【特許出願人】

【識別番号】 000004329

【氏名又は名称】 日本ビクター株式会社

【代表者】 守随 武雄

【電話番号】 045-450-2423

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 003654

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 伝送信号の生成方法、及び伝送信号の生成装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

実数部信号と虚数部信号とを軸とする 2 次元平面を複数の領域に分割し、それらの分割された領域毎にその領域を指定するための中心的な位置を信号点として定めるとともに、伝送すべきデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けられた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調を行うことにより高周波信号に変換した伝送信号を生成する伝送信号の生成方法において、

前記信号点の位置に割り付けられた信号点情報に対してデジタル変調及びデジタル直交変調を行って得られた変調信号点を、前記信号点の位置に対して点対象となる位置に補償信号点として定める第 1 のステップと、

前記伝送すべきデジタル情報信号を前記第 1 のステップで定められた前記補償信号点に割り付ける第 2 のステップと、

その第 2 のステップで割り付けた前記補償信号点における信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調して高周波信号を生成する第 3 のステップとを少なくとも有することを特徴とする伝送信号の生成方法。

【請求項 2】

前記第 1 のステップにおける前記補償信号点の位置は、前記デジタル変調及びデジタル直交変調により生成される同相信号と直交信号の位相差、振幅差、或いは前記デジタル直交変調器の直交性差により生じる誤差を補償した信号点の位置であることを特徴とする請求項 1 に記載の伝送信号の生成方法。

【請求項 3】

前記第 1 のステップにおける前記補償信号点の位置は、前記デジタル直交変調により信号処理される同相信号と直交信号のタイミングの差により生じる誤差を補償した信号点の位置であることを特徴とする請求項 1 に記載の伝送信号の生成方法。

## 【請求項 4】

実数部信号と虚数部信号とを軸とする 2 次元平面を複数の領域に分割し、それらの分割された領域毎にその領域を指定するための中心的な位置を信号点として定めるとともに、伝送すべき第 1 系統のデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる第 1 の信号点情報を、第 1 のキャリア周波数により第 1 の変調信号として生成し、かつ伝送すべき第 2 系統のデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる第 2 の信号点情報を、前記第 1 のキャリア周波数と周波数が同一で極性の異なる第 2 のキャリア周波数により第 2 の変調信号として生成するデジタル変調手段を用い、

前記デジタル変調手段により生成された前記第 1 及び第 2 の変調信号をデジタル直交変調して、高周波信号に変換した伝送信号を生成する伝送信号の生成方法において、

前記伝送すべき第 1 及び第 2 系統のデジタル情報信号に係る前記各信号点の位置に割り付けられた信号点情報に対してデジタル変調及びデジタル直交変調を行って得られた第 1 及び第 2 の変調信号点を、前記各信号点の位置に対して点対象となる位置に第 1 及び第 2 の補償信号点として定める第 1 のステップと、

前記伝送すべき第 1 及び第 2 系統のデジタル情報信号を前記第 1 のステップで定められた前記第 1 及び第 2 の補償信号点に割り付ける第 2 のステップと、

その第 2 のステップで割り付けた前記第 1 及び第 2 の補償信号点における各信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調して前記高周波信号を生成する第 3 のステップとを少なくとも有することを特徴とする伝送信号の生成方法。

## 【請求項 5】

実数部信号と虚数部信号とを軸とする 2 次元平面を複数の領域に分割し、それらの分割された領域毎にその領域を指定するための中心的な位置を信号点として定めるとともに、伝送すべきデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けられた各信号点

における実数部信号と虚数部信号とよりなる信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調を行うことにより高周波信号に変換した伝送信号を生成する伝送信号の生成装置において、

前記信号点の位置に割り付けられた信号点情報に対してデジタル変調及びデジタル直交変調を行って得られた変調信号点を、前記信号点の位置に対して点対象となる位置に補償信号点として定める補償信号点設定手段と、

前記伝送すべきデジタル情報信号を前記補償信号点設定手段で設定された前記補償信号点に割り付けるマッピング手段と、

そのマッピング手段で割り付けられた前記補償信号点における信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調して高周波信号を生成する高周波信号生成手段とを有することを特徴とする伝送信号の生成装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交する 2 つのデジタル情報信号を 1 つのキャリアで変調する直交デジタル変調方式に係り、特に変調される 2 つのデジタル情報信号間での干渉、クロストーク等の歪を生じさせる直交変調信号における位相誤差を補償する方法、及びその位相誤差を補償する手段を有する伝送信号の生成方法、及び伝送信号の生成装置に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

近年、デジタル信号処理技術の進歩に伴い、高能率圧縮符号化されたデジタル映像、音声を伝送するための高能率にデジタル情報を伝送するための高能率デジタル変調方式の実現が望まれている。高能率なデジタル変調方式は、定められた周波数帯域の中で出来るだけ大きな情報量のデジタル信号を、小さな誤り率で伝送できる変調、復調方式である。

【 0 0 0 3 】

その 1 つとして、1 つのキャリア信号を 2 種類の情報信号で変調する 2 相変調方式があるが、その変調方式は現行 N T S C 方式のアナログテレビジョン方式で

2つの色差信号を伝送するために使用されており、1つのサブキャリアで2種類の色信号を伝送している。

【0004】

この2種類の色信号を2種類のデジタル信号とみなし、1つのサブキャリア信号を振幅変調方向と、位相変調方向とでそれぞれに変調して伝送する方法がQAM (quadrature amplitude modulation) として知られている。

【0005】

ここで、多数のサブキャリアのそれぞれを、多数の2種類のデジタル信号でQAM変調を行い伝送する方式は、直交周波数分割多重変調方式(OFDM)と呼ばれ、ここでなされるデジタル変調信号の周波数はサブキャリア数の多い分だけ低くすることができるため、ガードインターバル期間を設けても伝送効率の低下を少なく保つことができ、マルチパス歪の影響を受けない無線伝送路を確保することができる。

【0006】

このOFDM方式はデジタル変調信号の周波数を低く出来るため、伝送周波数スペクトラムを矩形に出来るなど、隣接チャンネルとの干渉を小さく出来るため、帯域利用率のよい、高能率なデジタル変調方式を実現することができる。

【0007】

このような特徴を有する変調方式を、小さな回路規模で実現することは、これらの変調方式を用いる移動体通信応用面で重要であり、従来から行われていたアナログ直交変調回路をデジタル直交変調回路により実現できれば、デジタル化された変調回路のLSI化が可能となり、変調回路の小型化、省電力化が可能となる。

【0008】

本出願人は平成11年8月「直交周波数分割多重変調方法及び直交周波数分割多重変調装置」としてデジタル直交変調技術の出願を行っている(特願H11-238098)が、このデジタル変調器の内部で行われる正弦波と余弦波の乗算は、1、0、-1の値を用いて行えることから回路構成が簡単にできるという特徴を持つものである。

## 【0 0 0 9】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、このようにして小形、省電力化のなされるLSIを用いるデジタル直交変調器は、扱う信号の周波数が小さいほどLSIの小型、省電力化に適しており、可能な限り動作周波数を低くした回路の実現が試みられているが、そのような低い周波数による直交デジタル変調回路では動作周波数を低く設定したことによる誤差が生じ、変調回路の特性を悪化させる。

## 【0 0 1 0】

その変調特性が悪化する原因について述べる。

OFDM伝送方式に代表されるマルチキャリア伝送方式において、変調信号は逆フーリエ変換によってサブキャリアに対して同相である信号と直交している信号とが時系列信号として生成され、これらの生成された時系列で示される信号は、デジタル直交変調回路に供給される。

## 【0 0 1 1】

ここで生成された同相信号と直交信号は、同時刻におけるサンプリングデータとして得られており、これらの信号をデジタル直交変調器において、変調周波数に該当する信号と90度の位相差をもった信号とでそれぞれ乗算するため、変調周波数を表現している信号の1サンプル分に相当するタイミング位相差が生じている。

## 【0 0 1 2】

このタイミング位相差については特開平8-102766、デジタル処理直交変調器にも記されており、高能率なデジタル変調器を実現するためデジタルフィルタを用い、このタイミング位相差の課題を解決しようとしている。

## 【0 0 1 3】

しかしながら、このようにして生じた前記タイミング位相差を補償するデジタルフィルタは高精度な演算を必要とし、装置の複雑化、高価格化をきたしてしまう。また例えば、直交信号側のみにデジタルフィルタを挿入した場合、タイミング位相差は吸収できるものの、フィルタの振幅周波数特性を平坦にすることが難しく、その振幅特性の乱れのためデジタル変調特性を劣化させてしまうなど有効

に活用されるには至ってなかった。

【 0 0 1 4 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記課題を解決するために以下の 1) ～ 5) の手段より成るものである。

すなわち、

【 0 0 1 5 】

1) 実数部信号と虚数部信号とを軸とする 2 次元平面を複数の領域に分割し、それらの分割された領域毎にその領域を指定するための中心的な位置を信号点として定めるとともに、伝送すべきデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けられた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調を行うことにより高周波信号に変換した伝送信号を生成する伝送信号の生成方法において、

前記信号点の位置に割り付けられた信号点情報に対してデジタル変調及びデジタル直交変調を行って得られた変調信号点を、前記信号点の位置に対して点対象となる位置に補償信号点として定める第 1 のステップ ( 1 2 ) と、

前記伝送すべきデジタル情報信号を前記第 1 のステップで定められた前記補償信号点に割り付ける第 2 のステップ ( 1 1 ) と、

その第 2 のステップで割り付けた前記補償信号点における信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調して高周波信号を生成する第 3 のステップ ( 1 3 、 1 5 ) とを少なくとも有することを特徴とする伝送信号の生成方法。

【 0 0 1 6 】

2) 前記第 1 のステップにおける前記補償信号点の位置は、前記デジタル変調及びデジタル直交変調により生成される同相信号と直交信号の位相差、振幅差、或いは前記デジタル直交変調器の直交性差により生じる誤差を補償した信号点の位置であることを特徴とする請求項 1 に記載の伝送信号の生成方法。

【 0 0 1 7 】

3) 前記第 1 のステップにおける前記補償信号点の位置は、前記デジタル直交



変調により信号処理される同相信号と直交信号のタイミングの差により生じる誤差を補償した信号点の位置であることを特徴とする請求項1に記載の伝送信号の生成方法。

【0018】

4) 実数部信号と虚数部信号とを軸とする2次元平面を複数の領域に分割し、それらの分割された領域毎にその領域を指定するための中心的な位置を信号点として定めるとともに、伝送すべき第1系統のデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる第1の信号点情報を、第1のキャリア周波数により第1の変調信号として生成し、かつ伝送すべき第2系統のデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる第2の信号点情報を、前記第1のキャリア周波数と周波数が同一で極性の異なる第2のキャリア周波数により第2の変調信号として生成するデジタル変調手段を用い、

前記デジタル変調手段により生成された前記第1及び第2の変調信号をデジタル直交変調して、高周波信号に変換した伝送信号を生成する伝送信号の生成方法において、

前記伝送すべき第1及び第2系統のデジタル情報信号に係る前記各信号点の位置に割り付けられた信号点情報に対してデジタル変調及びデジタル直交変調を行って得られた第1及び第2の変調信号点を、前記各信号点の位置に対して点対象となる位置に第1及び第2の補償信号点として定める第1のステップ(12)と

前記伝送すべき第1及び第2系統のデジタル情報信号を前記第1のステップで定められた前記第1及び第2の補償信号点に割り付ける第2のステップ(11)と、

その第2のステップで割り付けた前記第1及び第2の補償信号点における各信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調して前記高周波信号を生成する第3のステップ(13、15)とを少なくとも有することを特徴とする伝送信号の

生成方法。

【0019】

5) 実数部信号と虚数部信号とを軸とする2次元平面を複数の領域に分割し、それらの分割された領域毎にその領域を指定するための中心的な位置を信号点として定めるとともに、伝送すべきデジタル情報信号をその内容に応じて、複数の前記信号点のうちの特定の信号点に順次割り付け、その順次割り付けられた各信号点における実数部信号と虚数部信号とよりなる信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調を行うことにより高周波信号に変換した伝送信号を生成する伝送信号の生成装置において、

前記信号点の位置に割り付けられた信号点情報に対してデジタル変調及びデジタル直交変調を行って得られた変調信号点を、前記信号点の位置に対して点対象となる位置に補償信号点として定める補償信号点設定手段(12)と、

前記伝送すべきデジタル情報信号を前記補償信号点設定手段で設定された前記補償信号点に割り付けるマッピング手段(11)と、

そのマッピング手段で割り付けられた前記補償信号点における信号点情報をデジタル変調及びデジタル直交変調して高周波信号を生成する高周波信号生成手段(13、15)とを有することを特徴とする伝送信号の生成装置。

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の伝送信号の生成方法、及び伝送信号の生成装置の実施の形態につき、好ましい実施例により説明する。

図1は、その実施例に関わる直交周波数分割多重変調装置の概略構成であり、その構成と動作について概説する。

【0021】

この直交周波数分割多重変調装置はデータマッピング回路11、マッピングテーブル12、IFFT演算回路13、デジタル直交変調回路15、中間周波発振器16、及びDA変換器17より構成される。

【0022】

この様に構成される直交周波数分割多重変調装置の動作について述べるに、変

調されるべきデジタルデータはデータマッピング回路 1 1 に供給され、ここではそのデータは直交周波数分割多重信号を構成するそれぞれの搬送波のうちのどの搬送波に割り付けられて伝送されるかを定め、各々の搬送波に対して変調するデジタルデータの数値に応じて Q A M 変調される搬送波の信号点の位置が定められ、それらの信号点の位置に対応する振幅方向、及び角度方向の位置に対応する信号  $i$ 、 $q$  が生成され、I F F T 演算回路 1 3 に供給される。

#### 【 0 0 2 3 】

ここでは、供給された信号  $i$ 、 $q$  に従って直交周波数分割多重を構成する各々の搬送波が与えられた信号点の位置で直交周波数変調され、各々の搬送波が実数部信号  $R$  と虚数部信号  $I$  として合成されたベースバンド信号出力が得られ、これらのベースバンド信号出力はデジタル直交変調器 1 5 に供給される。

ここでは、そのベースバンド信号出力である実数部信号  $R$  と虚数部信号  $I$  は、中間周波発振器 1 6 が発振する周波数を中心とする周波数帯域の信号に変換され、新しい周波数帯域の信号に変換されたデジタル直交変調信号は D A 変換器 1 7 によりアナログ信号に変換されて出力される。

#### 【 0 0 2 4 】

ここで、データマッピング回路 1 1 に接続されるマッピングテーブル 1 2 は、後述するデジタル直交変調器により生じる特性誤差を予め補正するためのデータが格納されているテーブルであり、そのテーブルはデータマッピング回路 1 1 によりマッピングされた信号に対して、所定の法則による補正を行うことによりデジタル直交変調器の特性誤差を補正し、特性のよいデジタル変調装置を実現するものである。

#### 【 0 0 2 5 】

このようにして生成された伝送信号は受信装置に供給され、その供給された前記高周波信号を復調して伝送された前記信号点情報を得るとともに、その得られた信号点情報より伝送されたデジタル情報信号を復号して得るように構成される。

#### 【 0 0 2 6 】

ここで、デジタル直交変調回路によりもたらされる特性の変化について従来か

ら用いられていたアナログ直交変調器との比較により説明する。

まず、従来から用いられているアナログ直交変調器の場合であるが、アナログ直交変調器にはデジタル信号の形で I F F T 演算器 1 3 より出力される信号は D A 変換器 1 7 によりアナログ信号に変換された信号が供給され、その供給された信号を中間周波発振器より供給される中間周波発振周波数を中心とする周波数帯域の信号に変換を行っていた。

#### 【 0 0 2 7 】

図 2 にアナログ直交変調器の回路を示す。

同図において、例えば I F F T 演算器 1 3 より供給されたベースバンド信号は D A 変換器 1 7 によりアナログ信号に変換され、変換された実数部信号 R は中間周波発振器 1 6 より供給される角周波数が  $\omega t$  である余弦信号は 9 0 度移相器により角周波数が  $\omega t$  である正弦波の信号と乗算されるとともに、アナログ信号に変換された虚数部信号 ( I ) は中間周波発振器 1 6 より供給される角周波数が  $\omega t$  である余弦波信号と乗算され、この 2 つの乗算器より得られる演算出力は加算器により加算されて直交変調出力信号として出力される。

#### 【 0 0 2 8 】

ここで中間周波発振器より供給される余弦波出力信号に対する正弦波出力信号は 9 0 度移相器を用いて生成されるが、その 9 0 度移相器の特性はそれらを構成するアナログ回路の回路定数の変動により特性が変動し易いため、またアナログ乗算器も高周波特性が変動し易く長期間にわたって安定した直交変調出力信号を得ることが難しく、その特性を改善するため回路素子の変動の影響を受け難いデジタル化された直交変調回路の実現が望まれていた。

#### 【 0 0 2 9 】

図 3 にデジタル回路で構成される直交変調器の構成を示す。

同図において I は I F F T 1 3 より供給される実数部の信号であり、Q は虚数部の信号であり、それぞれの I、Q 信号は増幅度が 1 として示される増幅器と、増幅度が - 1 として示される反転型増幅器に供給され、これらの増幅器よりそれぞれ I、- Q、- I、Q の 4 信号が得られる。

#### 【 0 0 3 0 】

これらの4信号はデータセレクタに供給され、データセレクタは中間周波発振器から供給される発振周波数の周期に応じて、この4つの信号を順次切り換えながら出力する。すなわち、最初は信号Iを、次に $-Q$ を、その次は $-I$ を、そして最後に $Q$ を出力するような動作を繰り返し行う。

## 【0031】

図4に、このようにして動作するデジタル直交変調器のタイミングチャートを示す。

同図において、サンプル期間と記される時間間隔は直交周波数分割多重信号のサンプリング周波数に相当する期間であり、その期間は $n$ ポイントIFFT回路を動作させるための窓区間の $1/n$ に相当する。

## 【0032】

この図において、信号①はIFFT演算器13からの実数部出力信号を $I$ として、サンプル期間を単位とする演算区間を $n-1$ 、 $n$ 、 $n+1$ とする添え字により示しており、信号②は同様にしてIFFT演算器13からの虚数部出力信号 $Q$ に同様の $n-1$ 、 $n$ 、 $n+1$ の添え字を付して示してある。

## 【0033】

信号③は、信号 $I$ が増幅器により増幅された信号 $I$ と、反転増幅された信号 $-I$ がデータセレクタにより、サンプル期間内で複数回切り換えられているときの信号を示しており、その信号は $I_n$ 、 $0$ 、 $-I_n$ 、 $0$ 、 $I_n$ 、 $0$ 、 $-I_n$ 、 $\dots$ のように繰り返されており、この信号は $I_n$ に余弦関数の90度おきの値、 $1$ 、 $0$ 、 $-1$ 、 $0$ 、 $\dots$ を乗じた値となっている。

## 【0034】

同様にして信号④は $0$ 、 $-Q_n$ 、 $0$ 、 $Q_n$ 、 $0$ 、 $-Q_n$ 、 $0$ 、 $\dots$ となっている。

このようにして得られた信号③と信号④を加算したのが信号⑤であり、その信号⑤は $I_n$ 、 $-Q_n$ 、 $-I_n$ 、 $Q_n$ 、 $I_n$ 、 $-Q_n$ 、 $-I_n$ 、 $\dots$ となっており、これがこの直交変調器の出力信号となる。

## 【0035】

ここで、この例に示すように1つのサンプル期間の中で多数回信号が繰り返し

切り換えられるときは、この信号の切り換え順によるIとQ信号に与えられる変調特性差は少ないが、サンプル期間が小さな時間の場合で、その間に信号の切り換え繰り返し回数を多数回行えないような場合はそのデジタル直交変調回路より得られる変調信号に特性の差が生じ、その差の特性を補正するための信号処理が必要となる。

## 【 0 0 3 6 】

本実施例はその様な特性の差を補正した特性のよいデジタル直交変調器を実現するものであり、その特性の補正は前述の図4においてサンプル期間の開始点で出現する信号は、最初に実数部の  $I_n$  の信号であり、次に虚数部の  $Q_n$  の信号が出現するように、常に実数部の信号が虚数部の信号より先に出現することによる時間誤差に係る信号位相のずれによる特性の差を補償してなるものである。

## 【 0 0 3 7 】

このような時間差により生じるデジタル変調信号出力における特性のずれを、データマッピング回路11で規定し、IFFTに供給するi信号とq信号の関係を補正し、その補正された信号によりIFFT変換を行い、デジタル直交変調された変調信号が、正規の変調信号となるように補償するものである。

## 【 0 0 3 8 】

すなわち、このときのデジタル直交変調器で生じるI信号とQ信号の時間差により生じる特性の差は、そのデジタル直交変調部の正弦波のタイミング誤差であり、その結果直交変調された信号に対するI、Q信号ベクトルの直交性に対する誤差でもある。この直交性の誤差は、中間周波発振器の周波数に対して正及び負に同一周波数離れて存在する被変調信号の側帯波同士で、正の周波数の側帯波に対し、負の周波数の側帯波の信号がクロストーク成分として漏洩し、被変調波信号の周波数スペクトラム成分が変化することになり、この漏洩する信号レベルを打ち消すようにもする。

## 【 0 0 3 9 】

また、このクロストーク成分は負の周波数の側帯波から正の周波数の側帯波に対しても同様に存在する。

従って、これらのクロストークを予め補正するデータマッピング特性は、中心

キャリアに対して同一周波数の差を有し、その周波数差の極性がお互いに異なる相対応するサブキャリアに対しても、データマッピングの特性補償を行う必要がある。

## 【 0 0 4 0 】

この、正負対になる周波数の変調信号を生成するためのデータマッピングにおける信号点配置を行う方法として、例えば信号点配置を複素平面の座標で表現するとき、実数部信号と、虚数部信号が相等しく  $(1, 1)$  として割当てを行うべき信号に対して、 $(1+x, 1+y)$  のように実数部信号を  $x$ 、虚数部信号を  $y$  異ならしめた座標を与えるようにして行う。

## 【 0 0 4 1 】

このようにして、相対応する正、及び負の周波数を有するサブキャリアに対するそれぞれの実数部と虚数部の信号を次のように表現する。

(正の周波数の実数、正の周波数の虚数、負の周波数の実数、負の周波数の虚数)  
 $= (d1+x, d2+y, d3+x', d4+y')$

## 【 0 0 4 2 】

ここで、 $d1$ 、 $d2$ 、 $d3$ 、 $d4$  は正規の信号点配置を与えるための値であり、例えば QPSK (quadrature phase shift keying) によるデジタル変調方式であるときはこれらの  $d1$ 、 $d2$ 、 $d3$ 、 $d4$  は  $+1$  か  $-1$  のいずれかの値を取る。

そして、これらの  $x$ 、 $x'$ 、 $y$ 、 $y'$  で示される補償信号の値について、詳述する。

## 【 0 0 4 3 】

また、前述の図 4 に示したように、直交変調器の出力信号⑤は、サンプル期間の開始位置に対する I 信号と Q 信号が出現する位置は、デジタル直交変調器の動作を制御するハードウェアの構成により、ないしはデジタル変調器の動作を制御する制御プログラムソフトの構成により一義的に定まり、一般的にはその順序が一定になるようにされている。

## 【 0 0 4 4 】

例えば、その出現順序をランダムにする方法はあるが、その場合は前述のよう

な特性の違いが変調信号に対する雑音となって得られてしまうため更に好ましくない。

また、I 信号と Q 信号の出現順序を反対にする方法はあるが、その場合は逆極性の誤差信号が生じることとなり、いずれの場合でも変調信号の補償が必要となる。

#### 【 0 0 4 5 】

以上のように、お互いに同じ時刻のデータである I 信号と Q 信号とが異なる時刻のデータとしてデジタル直交変調器で処理されるため、R 信号と I 信号の直交性が変調周波数の 1 サンプル時間分だけ異なることになり、その時間差の補償が必要となる。

#### 【 0 0 4 6 】

このときの時間差の補償は、サンプル期間が小さく、デジタル変調回路はその期間内における I、Q 信号の切り換え繰り返し回数を多く取れないときはサンプル期間に対する I、Q 信号の出現時間差の割合が大きくなり、変調誤差の補償信号レベルも大きくなる

#### 【 0 0 4 7 】

図 5 に、その具体的な動作例を示す。

同図において、サンプル期間は  $19.5 \text{ nsec}$ 、すなわちサンプル周波数は  $51.2 \text{ MHz}$  であり、IFFT 演算回路は  $19.5 \text{ nsec}$  ごとに演算結果である実数部信号①と、虚数部信号である信号②を出力する。

#### 【 0 0 4 8 】

この IFFT 演算回路のサンプル期間毎に得られる、 $I_n$ 、 $I_{n+1}$ 、 $I_{n+2}$ 、 $I_{n+3}$ 、 $\dots$ 、及び  $Q_n$ 、 $Q_{n+1}$ 、 $Q_{n+2}$ 、 $Q_{n+3}$ 、 $\dots$  を変調信号のサンプリングデータとみなし、すなわち、そのサンプリングデータは直流から最高  $16 \text{ MHz}$  までの信号成分を含むベースバンド信号であるとし、この信号成分を中間周波発振器の発振周波数である  $25.6 \text{ MHz}$  を中心とする周波数帯の信号に変換する。

#### 【 0 0 4 9 】

このときの周波数変換された信号の帯域は、 $25.6 \pm 16 \text{ MHz}$  であり、変



換されたデータ列のサンプリング周波数は102.4MHzであり、このときに生じる直交性の誤差は、約9.8ns ( $1/102.4\text{MHz}$ ) である。

#### 【0050】

従ってこの直交性の誤差は、中心周波数25.6MHzよりも12.8MHz高い38.4MHzの周波数のサブキャリアに対しては、 $\pi/4$ ラジアン有位相遅れとなっており、反対に中心周波数より12.8MHz低い周波数のサブキャリアに対しては、 $\pi/4$ ラジアン有位相進みとなり、デジタル直交変調回路にはこのようにして生じた位相差を補正するための補償機能の搭載が必要となる。

#### 【0051】

ここで、その必要な補償量について述べる。

まず、その補償量を実数軸、虚数軸よりなる2次元平面で表現する。

図6は、 $\alpha$ の位相角を有し、角速度 $+\omega_n$ で回転しており振幅がAであるサブキャリアの状態を、虚数、実数軸による2次元平面で示したものである。

すなわち、そのサブキャリア信号は、式(1)のように示される。

$$A \times \cos(+\omega_n t + \alpha) + j \times A \times \sin(+\omega_n t + \alpha) \quad (1)$$

#### 【0052】

ここで、そのサブキャリアがQPSK (quadrature phase shift keying) されている場合では、Aは1.41 (2の平方根) で、 $\alpha$ は $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ のいずれかの値をとる。

#### 【0053】

同様にして、角速度が $-\omega_n$ で回転しており振幅がBで、 $\beta$ の位相角を有しているサブキャリア信号は式(2)のように表される。

$$B \times \cos(-\omega_n t + \beta) + j \times B \times \sin(-\omega_n t + \beta) \quad (2)$$

#### 【0054】

ここで、実数部信号に対して虚数部信号の振幅と位相に誤差がある場合のサブキャリアについて述べる。すなわち、虚数部信号の振幅変化が $\lambda$ 倍であり、位相角のずれが $\gamma$ ラジアンである場合である。

このときの角速度が $+\omega_n$ であるサブキャリアを式(3)で、角速度が $-\omega_n$ であるサブキャリアを式(4)で示す。

## 【 0 0 5 5 】

$$A \times \cos(+\omega_n t + \alpha) + j \times \lambda \times A \times \sin(+\omega_n t + \alpha - \gamma) \quad (3)$$

$$B \times \cos(-\omega_n t + \beta) + j \times \lambda \times B \times \sin(-\omega_n t + \beta + \gamma) \quad (4)$$

ここで、 $\gamma$  は前述のサンプリング期間 (約 9. 8 n s) に基づいて生じる演算誤差であり、この誤差を補償する必要がある。

## 【 0 0 5 6 】

次に、これらのサブキャリア信号を指数関数で表し、更に述べる。

まず、式 (1) を指数関数で表すと式 (5) のようになる。

$$(a + j b) \times e^{j \omega_n t} \quad (5)$$

ここで  $a = A \times \cos \alpha$ 、 $b = A \times \sin \alpha$  である。

## 【 0 0 5 7 】

つぎに、式 (3) の三角関数を展開し、指数関数で表すと図 7 に示す、式 (6) のようになる。同様に式 (4) を展開し同図に示す式 (7) が得られる。

これらの式はそれぞれ項 6 1、6 2、6 3、6 4、及び項 7 1、7 2、7 3、7 4 の 4 項ずつで構成されている。

## 【 0 0 5 8 】

式 (6) において、項 6 1 と 6 3 は角速度  $\omega t$  で回転するベクトルであり、そのベクトルを図 8 に示す。

同図において、ベクトル 6 1 は、振幅 (ベクトル長) は  $A/2$  であり、実数軸からの角度が  $\alpha$  として示されており、同様にしてベクトル 6 3 は振幅が  $\lambda \times A/2$  で、実数軸からの角度は  $\alpha - \gamma$  となっている。

## 【 0 0 5 9 】

図 9 に示す太線 6 2 と 6 4 は角速度  $-\omega t$  で回転するベクトルであり、その実数軸からの角度はベクトル 6 2 は  $-\alpha$  であり、ベクトル 6 4 は  $-(\alpha - \gamma)$  の角度の負のベクトルであり、第 2 象限のベクトルとされている。

## 【 0 0 6 0 】

また、前述の図 1 0 のベクトル 7 2 と図 1 1 のベクトル 7 1 で実数部信号を表し、また前述の図 1 1 のベクトル 7 3 と図 1 0 のベクトル 7 4 で虚数部信号を表している。

同様に、式(7)において、項71と73は角速度 $-\omega t$ で回転するベクトルであり、そのベクトルを図11に示す。

#### 【0061】

また、式(7)における項72と74は角速度 $\omega t$ で回転するベクトルであり、そのベクトルを図10に示す。

そして、前述の図8のベクトル61と図9のベクトル62で前述の式1の実数部信号を表し、また前述の図8のベクトル63と図9のベクトル64で虚数部信号を表している。

#### 【0062】

このようにして、デジタル直交変調器の実数部信号と虚数部信号の間で演算時間が同一でないことにより生じる変調信号の誤差を、式6における項63、64で、 $\lambda$ が1以外の数、 $\gamma$ が0以外の数をとるとして述べた。

デジタル直交変調器の動作タイミングに基づく変調信号の誤差を補償することは、デジタル直交変調器で生じるこのような誤差を打ち消す手段を設けることであり、つぎにその方法について述べる。

#### 【0063】

具体的には、項63に対して、振幅が $1/\lambda$ 倍で位相が $\gamma$ 進んでいる信号を与えれば、デジタル直交変調器により振幅が $\lambda$ 倍され、位相が $\gamma$ 遅れるため、項63に対して $\lambda$ と $\gamma$ が消去された信号が得られる。

そのような、 $\lambda$ と $\gamma$ を補償するための信号を与えるのが、前述の図7に示す式(6)に対する式(8)であり、式(7)に対しては式(9)である。

#### 【0064】

それは、前述の式(3)、(4)による特性に対して、振幅 $\lambda$ と位相角 $\gamma$ の打ち消された特性の信号であり、前述の式(1)、(2)によりデジタル直交変調が与えられたような変調信号が得られることを意味し、デジタル直交変調器で実数部と虚数部が異なる時間で信号処理されることにより生じる誤差信号成分が等価的に打ち消されることになるからである。

#### 【0065】

図12に、デジタル直交変調器より補償された角周波数 $\omega t$ の信号出力を得る

ためのマッピング点を示す。

同図において、81、83、92、94のベクトルを合成して設定すべきベクトル101を求めているが、ベクトル81と83は、式(8)における $e^{j\omega t}$ を含む項であり、ベクトル92と94は式(9)において $e^{j\omega t}$ を含む項であるように、ベクトル101は角速度 $\omega t$ で回転するベクトルを合成したものである。

#### 【0066】

すなわち、ベクトル101は、ベクトル81とベクトル92を合成したベクトルと、ベクトル83とベクトル94を合成したベクトルとの両者を合成してベクトル101を求めており、この求められたベクトル101が角速度 $\omega t$ で回転するサブキャリアに対して与えるべき信号点の補正位置である。

#### 【0067】

図13に、デジタル直交変調器より補償された角周波数 $-\omega t$ の信号出力を得るためのマッピング点を示す。

同図において、設定すべき信号点102は式(8)、(9)における $e^{-j\omega t}$ を含む項に対応するベクトル82、84、91、93を合成して求めたものであり、角周波数 $-\omega t$ で回転するサブキャリアに対して変調を行うための補正された信号点を与えるものである。

#### 【0068】

このようにして、角周波数が $\omega_n$ であるサブキャリア  
 $A \times \cos(+\omega_n t + \alpha) + j \times A \times \sin(+\omega_n t + \alpha)$   
 及び角周波数が $-\omega_n$ であるサブキャリア  
 $B \times \cos(-\omega_n t + \beta) + j \times B \times \sin(-\omega_n t + \beta)$   
 を得るために、角周波数が $\omega_n$ であるサブキャリアを  
 $A \times \cos(+\omega_n t + \alpha) + j \times (1/\lambda) \times A \times \sin(+\omega_n t + \alpha + \gamma)$   
 また、角周波数が $-\omega_n$ であるサブキャリアを  
 $B \times \cos(-\omega_n t + \beta) + j \times (1/\lambda) \times B \times \sin(-\omega_n t + \beta - \gamma)$   
 のようにQ信号の振幅と位相を補正された値とすればよいことになる。

#### 【0069】

次に、前述の式（８）、式（９）において、各周波数 $+\omega_n$ に関わるサブキャリア信号成分について選び出し、選び出したそれぞれの信号成分の合成信号を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned}
 & (A/2) \times e^{j\alpha} + (B/2) \times e^{-j\beta} + (1/\lambda) \times (A/2) \times e^{j(\alpha+\gamma)} \\
 & - (1/\lambda) \times (B/2) \times e^{-j(\beta-\gamma)} \\
 & = (A/2) \times (\cos\alpha + j\sin\alpha) + (B/2) \times (\cos\beta - j\sin\beta) \\
 & + (1/\lambda) \times (A/2) \times (\cos(\alpha+\gamma) + j\sin(\alpha+\gamma)) \\
 & - (1/\lambda) \times (B/2) \times (\cos(\beta-\gamma) - j\sin(\beta-\gamma)) \\
 & = (A/2) \times \cos\alpha + (B/2) \times \cos\beta + (1/\lambda) \times (A/2) \times \cos(\alpha+\gamma) \\
 & - (1/\lambda) \times (B/2) \times \cos(\beta-\gamma) \quad \dots\dots (10) \\
 & + j \times ((A/2) \times \sin\alpha - (B/2) \times \sin\beta + (1/\lambda) \times (A/2) \times \sin(\alpha+\gamma) \\
 & + (1/\lambda) \times (B/2) \times \sin(\beta-\gamma)) \quad \dots\dots (11)
 \end{aligned}$$

【 0 0 7 0 】

同様に式（８）、式（９）における、各周波数 $-\omega_n$ に関わるサブキャリア信号成分について選び出し、選び出したそれぞれの信号成分の合成信号を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned}
 & (B/2) \times e^{j\beta} + (A/2) \times e^{-j\alpha} + (1/\lambda) \times (B/2) \times e^{j(\beta-\gamma)} \\
 & - (1/\lambda) \times (A/2) \times e^{-j(\alpha+\gamma)} \\
 & = (B/2) \times (\cos\beta + j\sin\beta) + (A/2) \times (\cos\alpha - j\sin\alpha) \\
 & + (1/\lambda) \times (B/2) \times (\cos(\beta-\gamma) + j\sin(\beta-\gamma)) \\
 & - (1/\lambda) \times (A/2) \times (\cos(\alpha+\gamma) - j\sin(\alpha+\gamma)) \\
 & = (B/2) \times \cos\beta + (A/2) \times \cos\alpha + (1/\lambda) \times (B/2) \times \cos(\beta-\gamma) \\
 & - (1/\lambda) \times (A/2) \times \cos(\alpha+\gamma) \quad \dots\dots (12) \\
 & + j \times ((B/2) \times \sin\beta - (A/2) \times \sin\alpha + (1/\lambda) \times (B/2) \times \sin(\beta-\gamma) \\
 & + (1/\lambda) \times (A/2) \times \sin(\alpha+\gamma)) \quad \dots\dots (13)
 \end{aligned}$$

となる。

【 0 0 7 1 】

ここで、

式（１０）が、 $+\omega_n$ サブキャリア成分の実数部に割当てた数値であり、

式 (11) が、 $+\omega_n$  サブキャリア成分の虚数部に割当てた数値であり、  
 式 (12) が、 $-\omega_n$  サブキャリア成分の実数部に割当てた数値であり、  
 式 (13) が、 $-\omega_n$  サブキャリア成分の虚数部に割当てた数値である。

## 【0072】

このようにして、角周波数が  $+\omega_n$  と  $-\omega_n$  であるサブキャリアの実数部成分と虚数部成分の信号レベルが求められた。

しかるに、前述の図3に示したデジタル直交変調器の誤差成分は、虚数部信号の演算時間に関するものであるもので、振幅に関する誤差は生じていないこととなる。そこで、 $\lambda = 1$  とし、 $\gamma$  が 0 以外の所定の値を持つこととなる。

## 【0073】

そして、この例で示すデジタル直交変調器が QPSK であるときは A と B は等しい値を取るので  $A = B$  とすると、式 (10) ~ (13) はそれぞれ式 (14) ~ (17) のようになる。

## 【0074】

$$(A/2) \times (\cos \alpha + \cos \beta + \cos(\alpha + \gamma) - \cos(\beta - \gamma)) \quad \dots \dots \dots (14)$$

$$+ j \times (A/2) \times (\sin \alpha - \sin \beta + \sin(\alpha + \gamma) + \sin(\beta - \gamma)) \quad \dots \dots \dots (15)$$

$$(A/2) \times (\cos \beta + \cos \alpha + \cos(\beta - \gamma) - \cos(\alpha + \gamma)) \quad \dots \dots \dots (16)$$

$$+ j \times (A/2) \times (\sin \beta - \sin \alpha + \sin(\beta - \gamma) + \sin(\alpha + \gamma)) \quad \dots \dots \dots (17)$$

## 【0075】

さらに、QPSK 変調方式のときに与えられる変調角度は  $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$  の 4 つのうちのいずれかであり、角度  $\alpha$ 、 $\beta$  はこの  $4 \times 4$  の組合わせで選ばれることとなる。

## 【0076】

図14に示す表は、このような正および負のサブキャリアの周波数が、それぞれが QPSK 方式で変調されるときに、それぞれのキャリアが 4 つの信号点を指定され、16 種類の場合分けができるが、その 16 種類のそれぞれの場合について示したものである。

## 【0077】

すなわち、同表において、それぞれの枠内の 4 つの数式は、上から式 (14)

、(15)、(16)、(17)に対応する値を示しており、また $\gamma$ はそれぞれのサブキャリアの周波数により異なった値がとられる。

【0078】

なお、本実施例では説明を理解しやすくするため、QPSK変調に応用した例で述べたが、変調方式はこれに限らず、BPSK変調や、多値QAM変調等にも応用できることは言うまでもない。

【0079】

またこのような動作タイミングの差による特性差の補償は、マルチキャリアを対象とした技術に限定されるものでなく、中心キャリアに対して正である周波数と、負である周波数を設定して、それぞれのサブキャリア周波数について信号点配置を定めて情報を伝送する変調方式に対しても応用ができる。

【0080】

また、本実施例は、振幅誤差がないときの例として、 $\lambda = 1$ と限定して前述の図14に表を示したが、振幅誤差がある場合でも同様にしてその補正を行うための設定すべき信号点を求め、位相の補償と同時に振幅差の補償も行えるものである。

【0081】

以上のように本実施例の装置によれば、例えばIFFTなどでデジタル直交変調して得られる実数部、及び虚数部のベースバンド信号をデジタル信号のまま中間周波数帯のデジタル直交周波数分割多重変調された信号に変換するとき、そのデジタル直交変調器がIFFT演算器からの実数部の信号と虚数部の信号を交互に演算してデジタル直交変調信号を生成する場合においても、その実数部信号と虚数部信号の演算タイミングの差により生じる誤差信号を、予めIFFTで実数部、及び虚数部の信号を生成するときその演算誤差を打ち消すための信号点配置を与えてIFFT演算を行うため、誤差信号を含まない、デジタル直交変調信号生成処理による安定した精度の高いデジタル直交分割多重信号を得ることができる。

【0082】

さらに、前記デジタル変調及びデジタル直交変調により生成される同相信号と

直交信号の位相差、振幅差、或いは前記デジタル変調及びデジタル直交変調による直交性差により生じる位置誤差についても補償することができる。

【 0 0 8 3 】

さらにまた、変調した信号の送信時に使用する中心キャリアに対して、正方向と負方向に同じ周波数間隔はなれて設定される2つのサブキャリア間の干渉により生じる位置誤差に関しても、前述の図14に示した表により、相対するサブキャリアに与えられる変調信号に応じて設定されるマッピングテーブル値を用いてデジタル変調を行うことにより、両キャリアが干渉して生じる位置誤差を補償したデジタル直交変調信号を生成することができる。

【 0 0 8 4 】

なお、上記実施例におけるデジタル直交変調器はI信号に続いてQ信号のデータを用いてデジタル変調を行う構成のもので説明したが、デジタル直交変調器の信号処理シーケンスはQ信号の演算処理を最初に行い、次にI信号のデータを用いる演算処理する構成にしても同様の効果を奏する。

【 0 0 8 5 】

【発明の効果】

請求項1記載の発明によれば、例えばIFFTなどでデジタル直交変調して得られる実数部、及び虚数部のベースバンド信号をデジタル信号のまま中間周波数帯のデジタル直交周波数分割多重変調された信号に変換するとき、そのデジタル直交変調器がIFFT演算器からの実数部の信号と虚数部の信号を交互に演算してデジタル直交変調信号を生成する場合においても、その実数部信号と虚数部信号の演算タイミングの差により生じる誤差信号を、予めIFFTで実数部、及び虚数部の信号を生成するときその演算誤差を打ち消すための信号点配置を与えてIFFT演算を行うことにより、誤差信号を含まない、デジタル直交変調信号生成処理による安定した精度の高いデジタル直交変調信号を得る方法を提供できる効果がある。

【 0 0 8 6 】

また、請求項2記載の発明によれば、特に、デジタル直交変調により生成される同相信号と直交信号の位相差、振幅差、或いは前記デジタル直交変調による直



交性差により生じる位置誤差により生じる信号点配置の位置誤差を補償しているので、請求項 1 の効果に加え、実際のデジタル直交変調器の有する回路の動作誤差に伴って生じる信号点位置の誤差を補償して動作する安定した精度の高いデジタル直交変調信号を得る方法を提供できる効果がある。

## 【 0 0 8 7 】

そして、請求項 3 記載の発明によれば、特にデジタル直交変調器が固有に有する回路動作の誤差を補償しているので、請求項 1 の効果に加え、デジタル直交変調器が有する演算処理動作に伴って生じる信号点位置の誤差を補償して動作する安定した精度の高いデジタル直交変調信号を得る方法を提供できる効果がある。

## 【 0 0 8 8 】

そしてまた、請求項 4 記載の発明によれば、特に中心搬送波周波数に対して同じ周波数だけ正の方向、及び負の方向に配置される 2 つのサブキャリアに対しても位置誤差補償を行うので、請求項 1 の効果に加え、正及び負に同一周波数で配置される 2 つのサブキャリアが干渉して生じる信号点位置の誤差を補償して動作する安定した精度の高いデジタル直交変調信号を得る方法を提供できる効果がある。

## 【 0 0 8 9 】

また、請求項 5 記載の発明によれば、特に例えば I F F T などデジタル直交変調して得られる実数部、及び虚数部のベースバンド信号をデジタル信号のまま中間周波数帯のデジタル直交周波数分割多重変調された信号に変換するときに、そのデジタル直交変調器が I F F T 演算器からの実数部の信号と虚数部の信号を交互に演算してデジタル直交変調信号を生成する場合においても、その実数部信号と虚数部信号の演算タイミングの差により生じる誤差信号を、予め I F F T で実数部、及び虚数部の信号を生成するときにその演算誤差を打ち消すための信号点配置を与えて I F F T 演算を行うので、誤差信号を含まない、デジタル直交変調信号生成処理による安定した精度の高いデジタル直交変調信号を生成する伝送信号生成装置を構成できる効果がある。

## 【図面の簡単な説明】

## 【図 1】

本発明の実施例に係る直交周波数分割多重変調装置の概略ブロック図である。

【図 2】

アナログ直交変調器の構成を示す図である。

【図 3】

デジタル回路で構成される直交変調器の構成を示す図である。

【図 4】

デジタル直交変調器の動作タイミングをチャートで示す図である。

【図 5】

サンプル期間の短いデジタル直交変調器の動作タイミングをチャートで示す図である。

【図 6】

$\alpha$  の位相角を有し、角速度  $+\omega_n$  で回転する振幅が  $A$  であるサブキャリアの状態を、虚数、実数軸による 2 次元平面で示したものである。

【図 7】

信号ベクトルを示す式 (6) ~ (9) を示したものである。

【図 8】

式 (6) の項 6 1 と 6 3 のベクトルを虚数、実数軸による 2 次元平面で示したものである。

【図 9】

式 (6) の項 6 2 と 6 4 のベクトルを虚数、実数軸による 2 次元平面で示したものである。

【図 10】

式 (7) の項 7 2 と 7 4 のベクトルを虚数、実数軸による 2 次元平面で示したものである。

【図 11】

式 (7) の項 7 1 と 7 3 のベクトルを虚数、実数軸による 2 次元平面で示したものである。

【図 12】

デジタル直交変調器より補償された角周波数  $\omega_t$  の信号出力を得るためのマッ

ピング点を示す図である。

【図 1 3】

デジタル直交変調器より補償された角周波数 $-\omega t$ の信号出力を得るためのマッピング点を示す図である。

【図 1 4】

正および負の同一周波数のサブキャリアのそれぞれがQPSK方式で変調され、それぞれのキャリアが4信号点を指定されるときに補償されたマッピング点を得るための表である。

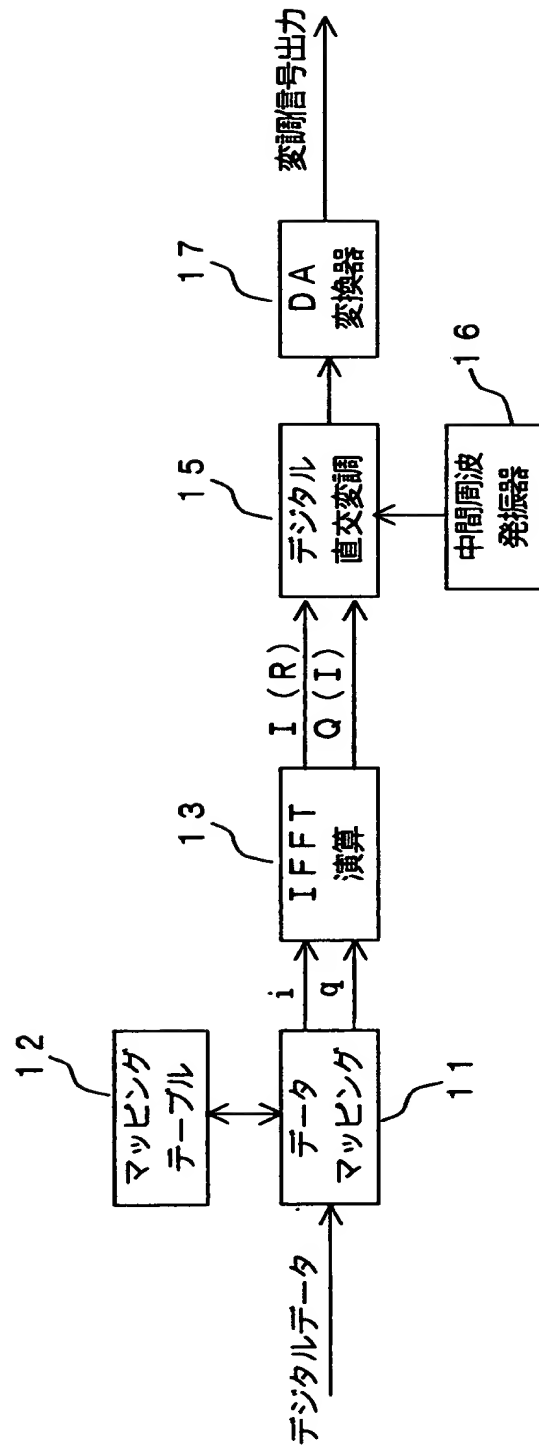
【符号の説明】

- 1 1 データマッピング回路
- 1 2 マッピングテーブル
- 1 3 IFFT演算回路
- 1 5 デジタル直交変調回路
- 1 6 中間周波発振器
- 1 7 DA変換器

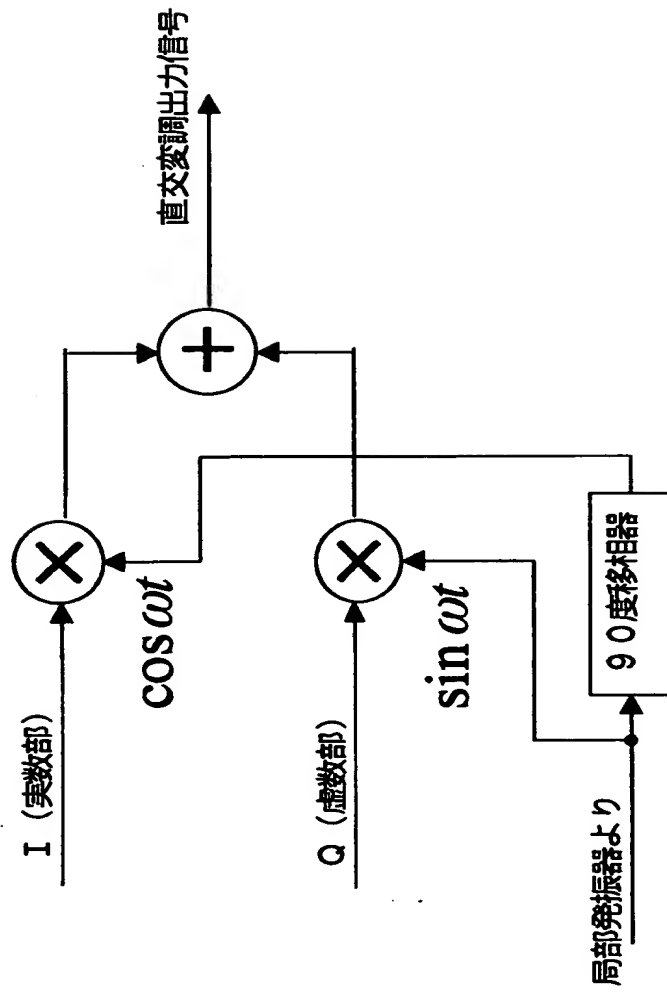
【書類名】

図面

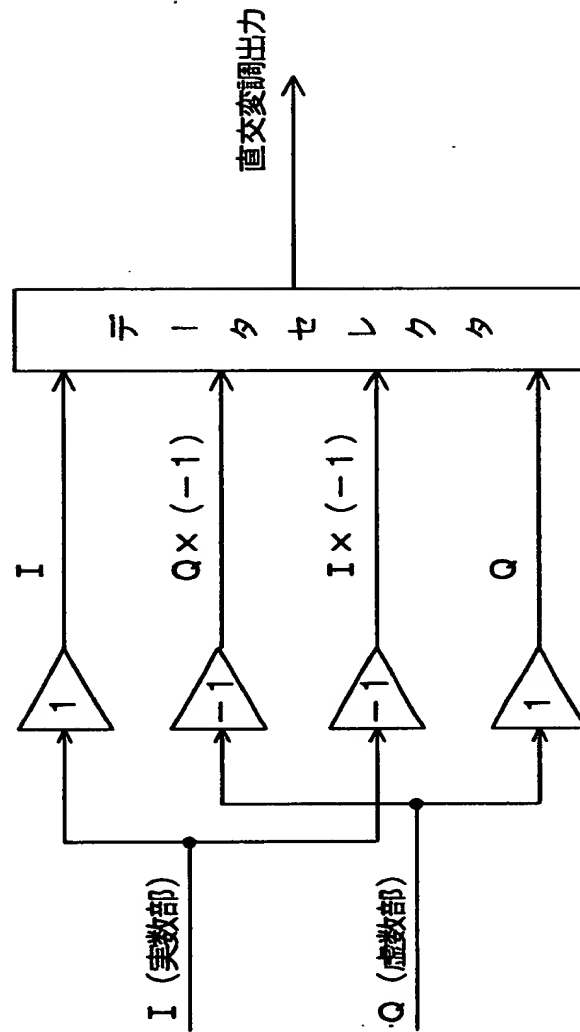
【図 1】



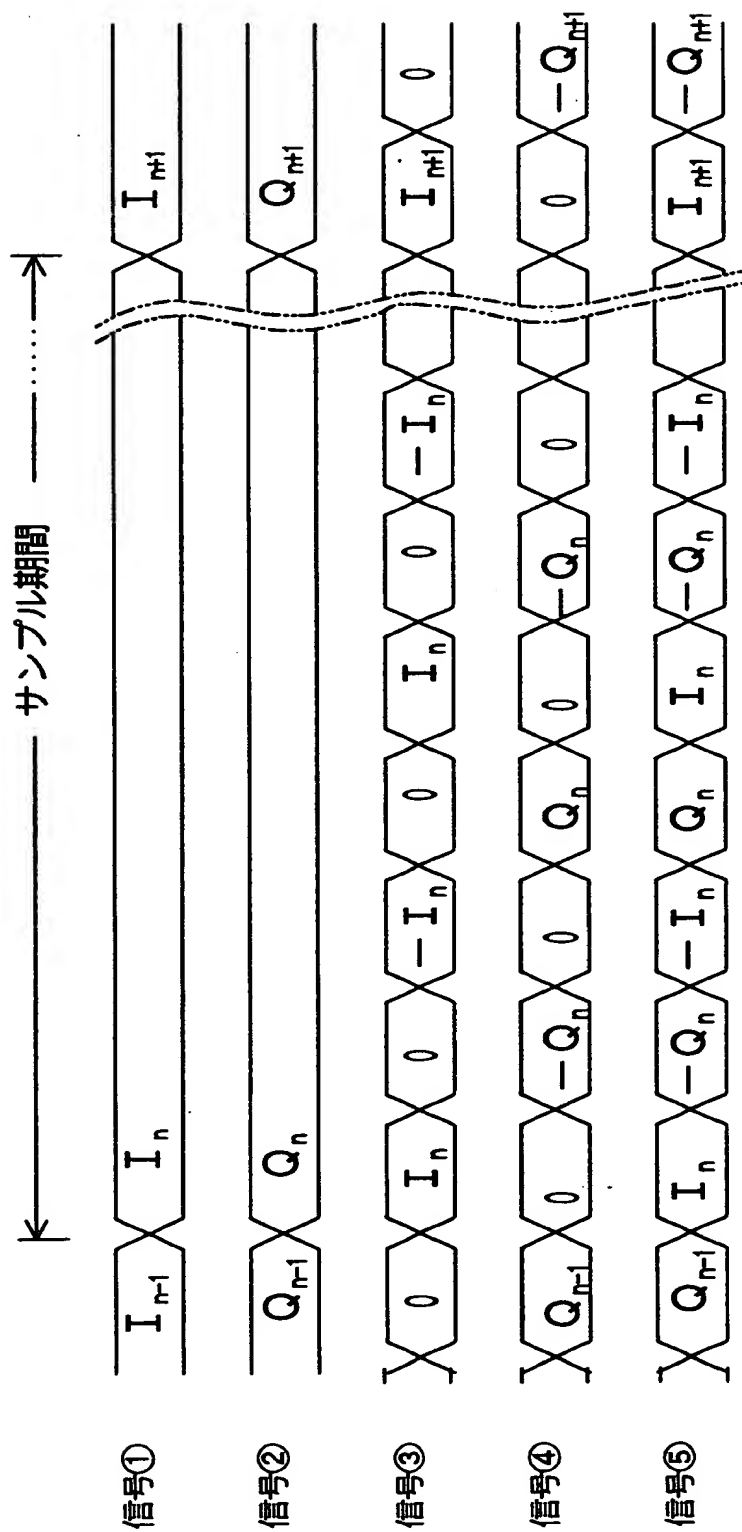
【図 2】



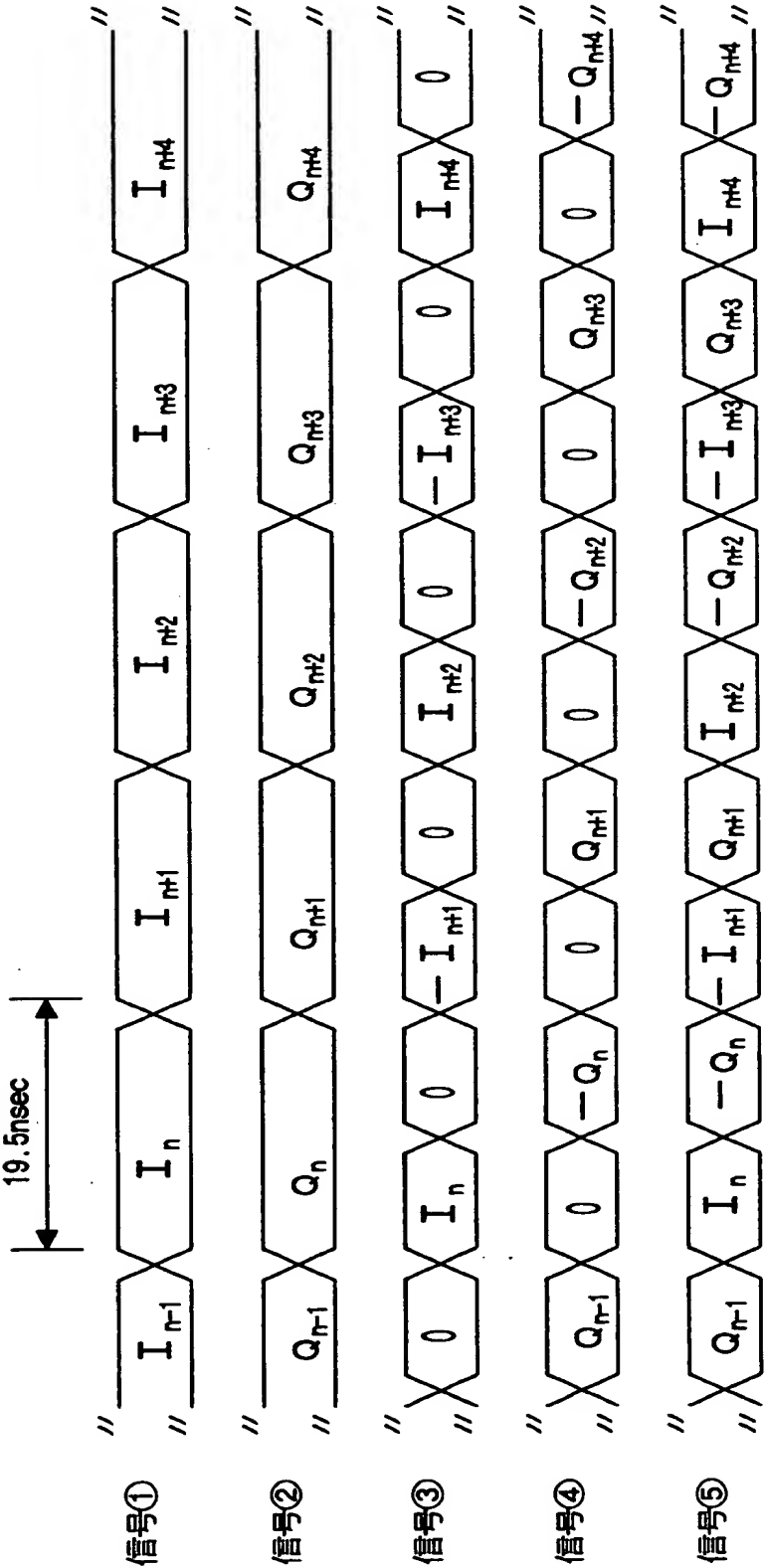
【図 3】



【図 4】

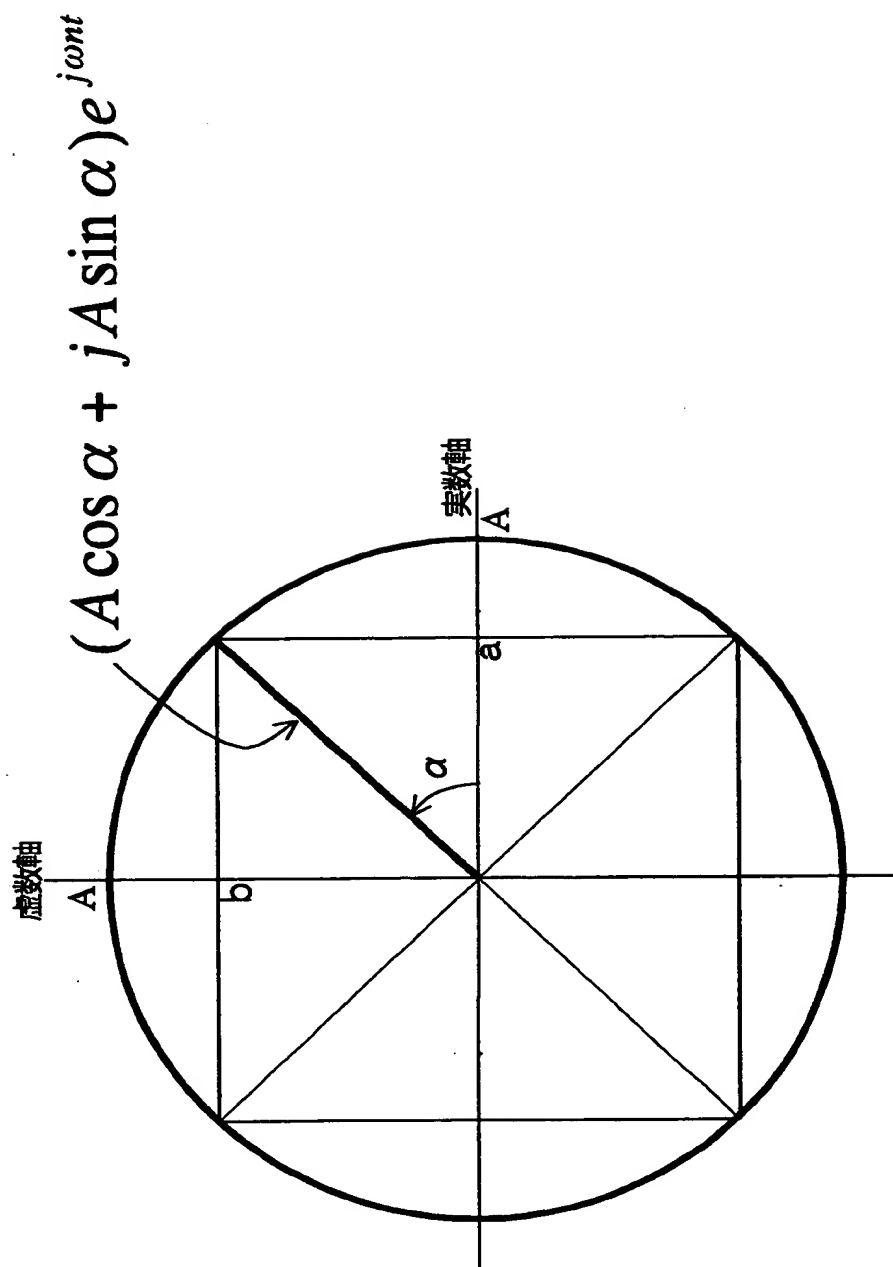


【图 5】





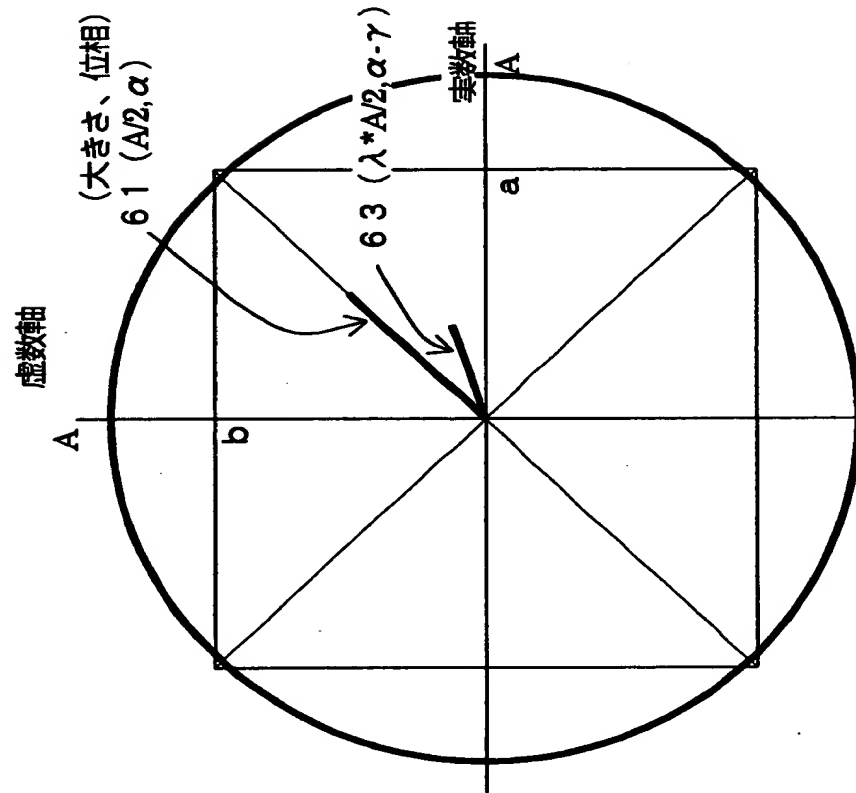
【图 6】



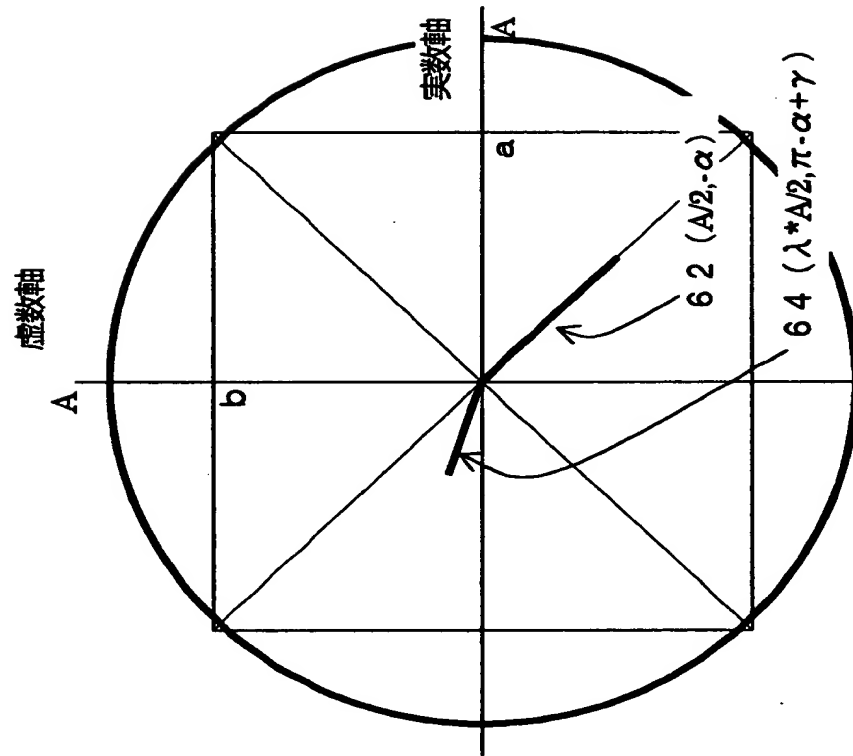
【図 7】

$$\begin{array}{l}
 \text{項61} \quad \left( \frac{A}{2} e^{j\alpha} e^{j\omega t} + \frac{A}{2} e^{-j\alpha} e^{-j\omega t} + \lambda \frac{A}{2} e^{j(\alpha-\gamma)} e^{j\omega t} - \lambda \frac{A}{2} e^{-j(\alpha-\gamma)} e^{-j\omega t} \right) \\
 \text{項71} \quad \left( \frac{B}{2} e^{j\beta} e^{-j\omega t} + \frac{B}{2} e^{-j\beta} e^{j\omega t} + \lambda \frac{B}{2} e^{j(\beta+\gamma)} e^{-j\omega t} - \lambda \frac{B}{2} e^{-j(\beta+\gamma)} e^{j\omega t} \right) \\
 \text{項81} \quad \left( \frac{A}{2} e^{j\alpha} e^{j\omega t} + \frac{A}{2} e^{-j\alpha} e^{-j\omega t} + \frac{1}{\lambda} \frac{A}{2} e^{j(\alpha+\gamma)} e^{j\omega t} - \frac{1}{\lambda} \frac{A}{2} e^{-j(\alpha+\gamma)} e^{-j\omega t} \right) \\
 \text{項91} \quad \left( \frac{B}{2} e^{j\beta} e^{-j\omega t} + \frac{B}{2} e^{-j\beta} e^{j\omega t} + \frac{1}{\lambda} \frac{B}{2} e^{j(\beta-\gamma)} e^{-j\omega t} - \frac{1}{\lambda} \frac{B}{2} e^{-j(\beta-\gamma)} e^{j\omega t} \right)
 \end{array}$$

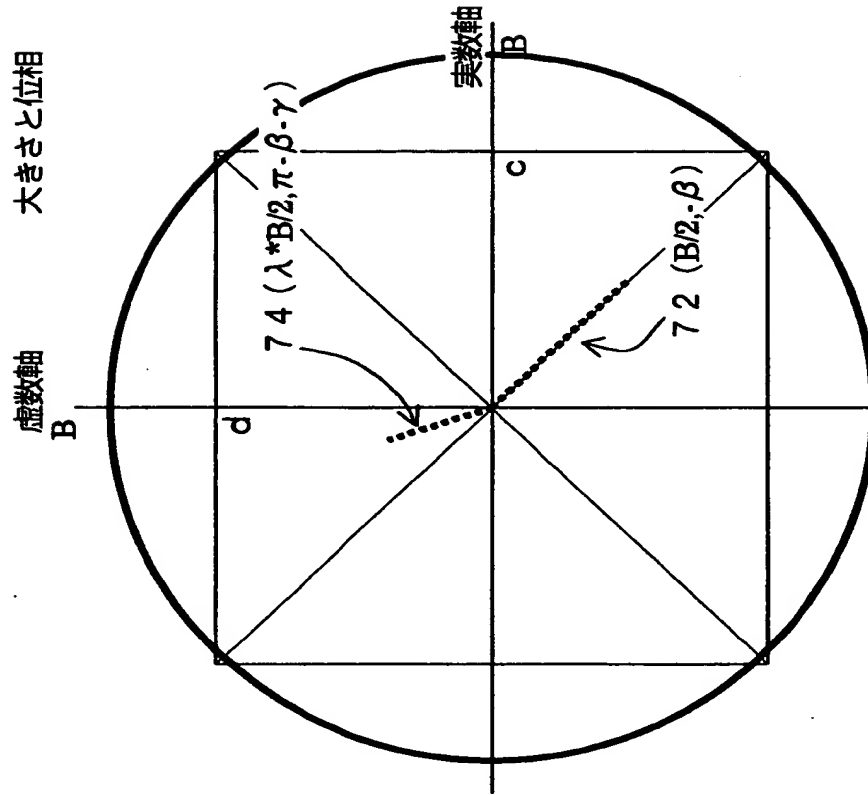
【図 8】



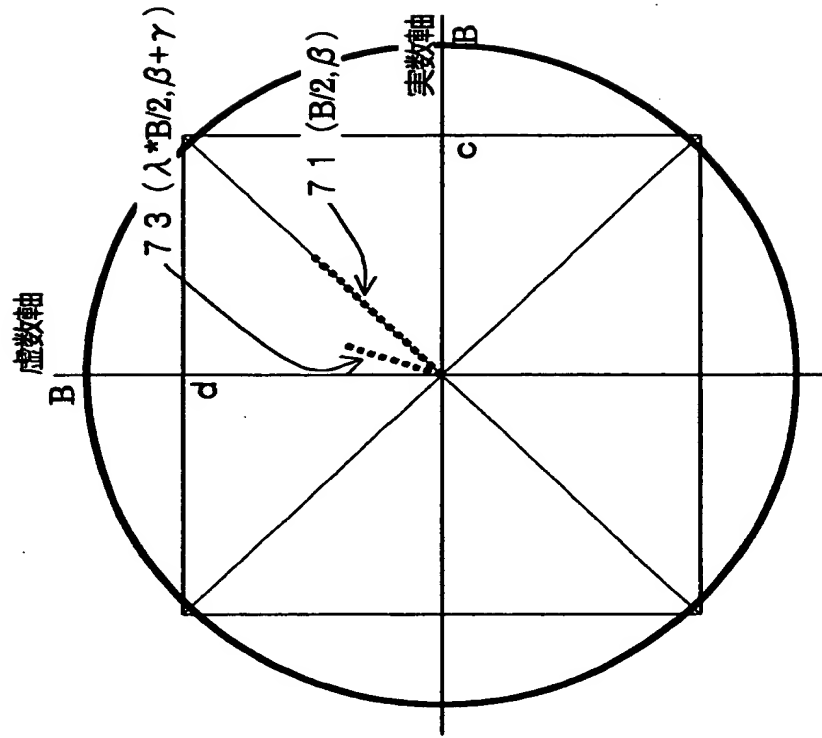
【図 9】



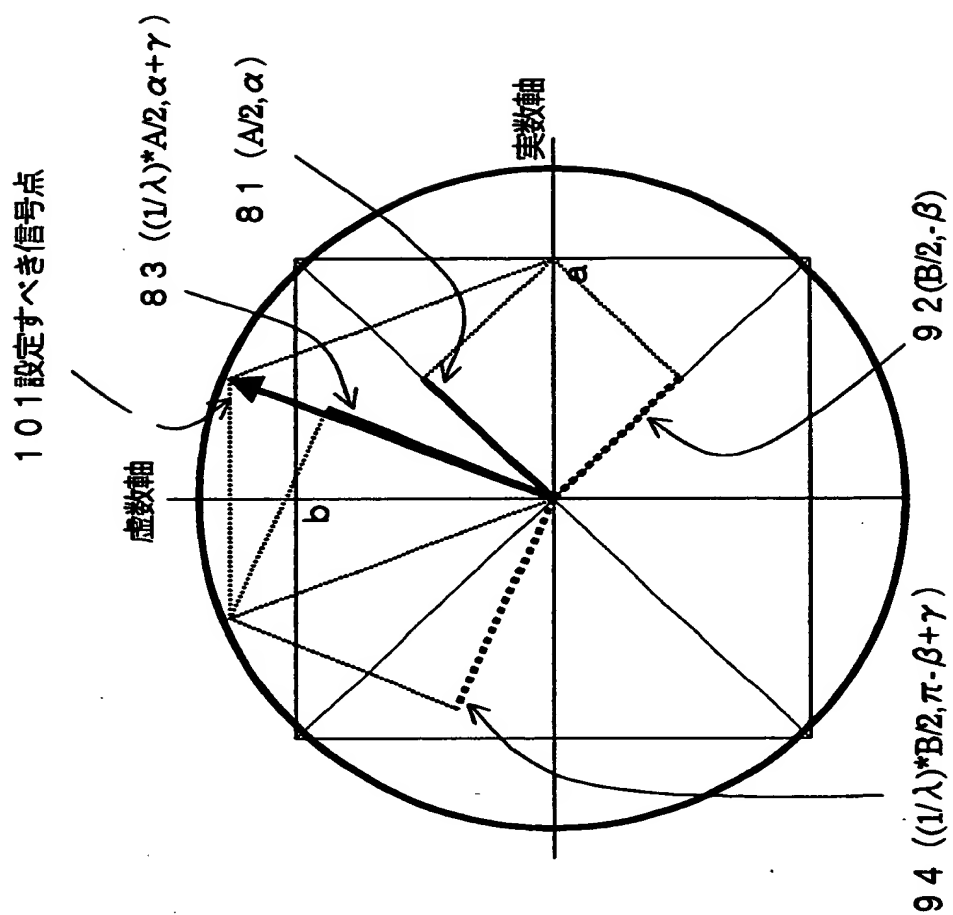
【図 1 0】



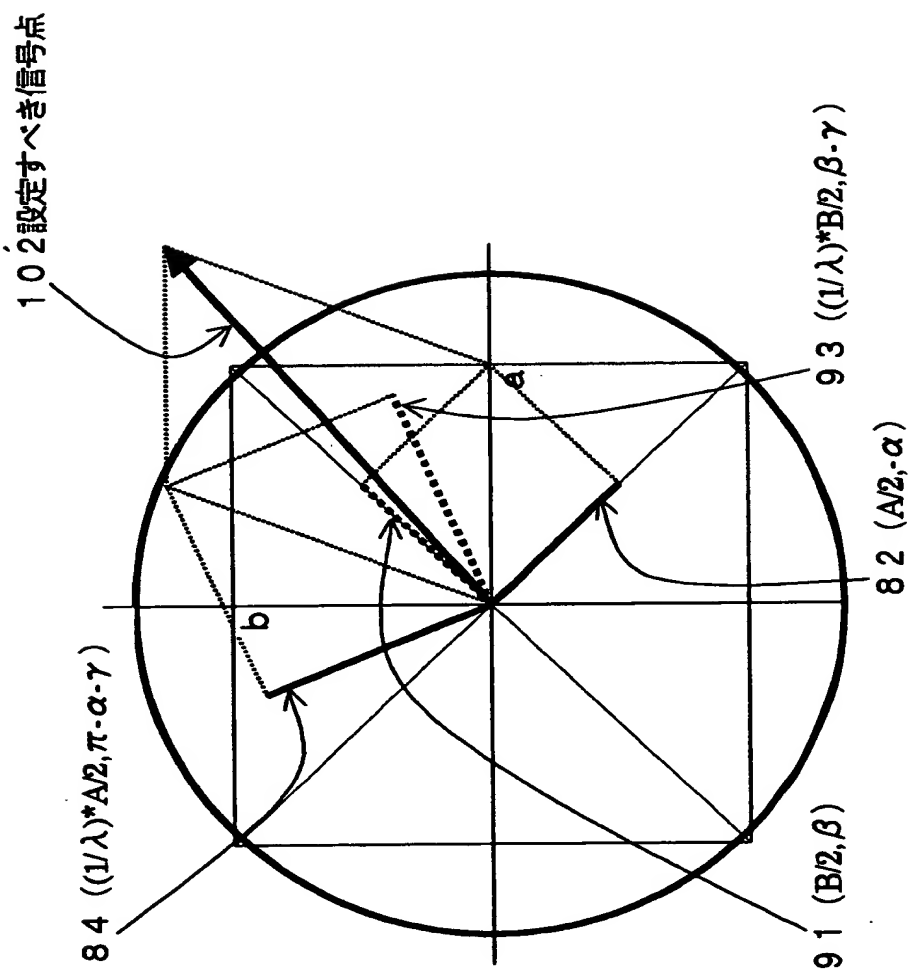
【図 11】



【图 12】



【図 13】





【図 14】

$\frac{-\omega_n}{+\omega_n}$	第一象現 ( $\beta=\pi/4$ )	第二象現 ( $\beta=3\pi/4$ )	第三象現 ( $\beta=5\pi/4$ )	第四象現 ( $\beta=7\pi/4$ )
第一象現 ( $\alpha=\pi/4$ )	$1 \cdot \sin \gamma$ $\cos \gamma$ $1 + \sin \gamma$ $\cos \gamma$	$\sqrt{2} \cos(\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \cos(3\pi/4-\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(3\pi/4-\gamma)$	$\cos \gamma$ $1 + \sin \gamma$ $-\cos \gamma$ $1 + \sin \gamma$	$1$ $1$ $1$ $1$
第二象現 ( $\alpha=3\pi/4$ )	$\sqrt{2} \cos(3\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(3\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \cos(\pi/4-\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(\pi/4-\gamma)$	$1 \cdot \sin \gamma$ $\cos \gamma$ $1 + \sin \gamma$ $\cos \gamma$	$1$ $1$ $1$ $1$	$-\cos \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$ $\cos \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$
第三象現 ( $\alpha=5\pi/4$ )	$-\cos \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$ $\cos \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$	$1$ $1$ $1$ $1$	$1 + \sin \gamma$ $-\cos \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$ $-\cos \gamma$	$\sqrt{2} \cos(5\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(5\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \cos(7\pi/4-\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(7\pi/4-\gamma)$
第四象現 ( $\alpha=7\pi/4$ )	$1$ $1$ $1$ $1$	$1 + \sin \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$ $-\cos \gamma$ $1 + \sin \gamma$	$\sqrt{2} \cos(7\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(7\pi/4+\gamma)$ $\sqrt{2} \cos(5\pi/4-\gamma)$ $\sqrt{2} \sin(5\pi/4-\gamma)$	$1 + \sin \gamma$ $-\cos \gamma$ $1 \cdot \sin \gamma$ $-\cos \gamma$

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 デジタル直交変調器の同相信号と直交信号の演算時間の差により生じる変調特性の劣化を補償することにある。

【解決手段】 デジタル直交変調器の演算タイミング誤差により生じる信号点配置位置誤差に応じて、それを補正するための補償信号点を設定する信号点設定手段（12）と、伝送すべきデジタル情報信号をその信号点設定手段に基づいて割り付けるデータマッピング手段（11）と、そのデータマッピング手段で割り付けた信号点情報を基にデジタル変調（13）、及びデジタル直交変調（15）を行うようにして伝送信号生成装置を構成する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004329]

1. 変更年月日 1990年 8月 8日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

氏 名 日本ビクター株式会社